

# Método de extracción de modelos circuitales de dispositivos encapsulados de microondas

José-María Zamanillo Sainz de la Maza, Constantino Pérez-Vega, Ángel Mediavilla Sanchez.

[jose.zamanillo@unican.es](mailto:jose.zamanillo@unican.es), [perezvr@unican.es](mailto:perezvr@unican.es), [media@dicom.unican.es](mailto:media@dicom.unican.es)

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones Universidad de Cantabria Av. de los Castros s/n.39005 Santander (Cantabria)

**Abstract-** This work is the result of the investigations in the modelling of microwave packaged devices made by our group. A robust and accurate-straightforward electrical small signal modelling technique for radiofrequency and microwave packaged devices, is shown. This method called DICOMPAK is based on previous works made by us [1-2], and can be used for the electrical modelling of two types of packaged devices: ceramic packaged devices and low cost plastic encapsulated devices. The technique employs analytically derived expressions and it is based on analysis of the measured scattering parameters over an adequate frequency range. Very good agreement is shown between measured and simulated scattering parameters for different ceramic and plastic packaged devices from several foundries.

## I. INTRODUCCIÓN

Así como, paulatinamente la mayoría de los fabricantes de componentes de microondas se han dado cuenta de la importancia de suministrar a sus clientes medidas de parámetros de scattering, y/o modelos circuitales de pequeña o gran señal de los componentes que comercializan, éstos no se han percatado todavía de la importancia de suministrar modelos del empaquetado de los mismos. Por ello, uno de los grandes problemas con que se suele enfrentar el diseñador de sistemas de RF y microondas es que, desafortunadamente los fabricantes no suelen proporcionar modelos del encapsulado de ningún tipo (matemáticos, electromagnéticos o eléctricos) susceptibles de ser introducidos en el software comercial usualmente utilizado en el diseño de sistemas de comunicación. Todo ello alarga el proceso de diseño, debido que al no tenerse en cuenta los efectos parásitos del encapsulado los diseños simulados tienden a parecerse “mas bien poco”, aunque se hayan tenido en cuenta el efecto de los hilos de soldadura o “bond-wire” a las medidas del dispositivo realizadas en el laboratorio. Por otro lado, en la última década ha habido un espectacular incremento de dispositivos que utilizan encapsulado plástico, cada vez a frecuencias más elevadas [1], y por ello existen fabricantes de circuitos monolíticos de microondas (MMICs) y de circuitos integrados de RF (RFICs) que ofertan dispositivos con este tipo de encapsulado de bajo coste como alternativa a los circuitos con encapsulado cerámico. La Fig. 1 muestra la sección de una capsula plástica hermética del tipo SOT-23 mostrando sus componentes internos. Brown y Hiller [2] han modelado un tipo similar de cápsula para diodos de microondas (red de 1 puerta) hasta 10GHz.

Conscientes de todo lo anterior, nuestro grupo de investigación ha decidido retomar las labores de modelado y metodología de extracción automática de modelos circuitales

del empaquetado de los componentes mejorando las anteriores técnicas desarrolladas [3-4], presentando el trabajo que se muestra a continuación.

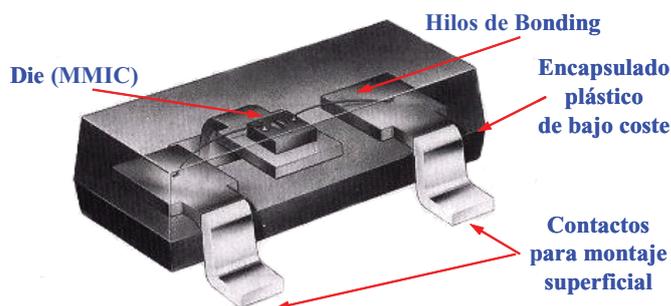


Fig. 1. Corte esquemático de un dispositivo con encapsulado SOT-23.

## II. MODELOS CIRCUITALES DE CÁPSULAS DESARROLLADOS

Haciendo uso de la experiencia acumulada dentro del grupo en el modelado de dispositivos MESFET y HEMT encapsulados, se ha mejorado el modelo circuital de 7 elementos para dispositivos bipuerta, presentado con anterioridad [3]. Desarrollando el modelo de 9 elementos presentado en esta comunicación. En la Fig. 2 (a) y Fig. 2 (b) se muestra el esquema circuital para los modelos de cápsula de 9 y 7 elementos propuestos por nuestro grupo, respectivamente.

Los 9 componentes que modelan la cápsula (cerámica o plástica) del dispositivo de microondas son:  $R_{PIN}$ ,  $R_{P_{OUT}}$ ,  $L_{PIN}$ ,  $L_{P_{OUT}}$ ,  $C_{IN}$ ,  $C_{OUT}$ ,  $C_{PIN}$ ,  $C_{P_{OUT}}$  y  $C_{PIN-OUT}$  el sufijo p indica dispositivo encapsulado “packaged”.

Si el proceso tecnológico del transistor en chip o “die” posee accesos directos a masa denominados “bias holes”, como habitualmente ocurre en las tecnologías basadas en AsGa (no así en las basadas en el silicio, o aquellas que utilicen tecnología coplanar), o si dicho proceso posee un plano de masa directamente conectado a la tierra de la cápsula, los elementos parásitos  $C_{PIN}$  y  $C_{P_{OUT}}$  pueden ser despreciados y el modelo de 7 elementos puede utilizarse sin problemas.

La presencia de estos 9 elementos parásitos degrada el comportamiento frecuencial de los dispositivos encapsulados en mayor grado que el deterioro de dicho comportamiento sufrido por los dispositivos sin encapsular o “die”. A continuación se justificará el significado físico de estos elementos parásitos.

La causa de las resistencias parásitas  $R_{PIN}$ , y  $R_{P_{OUT}}$  debe buscarse en la resistencia óhmica de los hilos de soldadura o

“bonding” que unen el dispositivo en chip a los pads de la cápsula y a la resistencia introducida por este patillaje metálico. En cuanto al origen de las inducciones parásitas  $L_{pIN}$ , y  $L_{pOUT}$ , debe buscarse en la inductancia por unidad de longitud presentada por los hilos de bonding que unen el chip con el patillaje de la cápsula, por tanto su valor solo depende, en principio, de la longitud de los mismos y de la frecuencia de operación. Las capacidades parásitas  $C_{IN}$ , y  $C_{OUT}$  se deben al condensador plano paralelo formado entre la superficie y el plano de masa del chip. Las capacidades parásitas  $C_{pIN}$ , y  $C_{pOUT}$  se deben al condensador plano paralelo formado entre la propia cápsula y el sustrato del chip. Por ello, los valores de dichas capacidades sólo dependen del tipo de cápsula utilizada como continente del dispositivo. Análogamente, la capacidad  $C_{IN-OUT}$ , se debe al efecto capacitivo existente entre los contactos de entrada y de salida del chip a través del plano de masa de la cápsula.

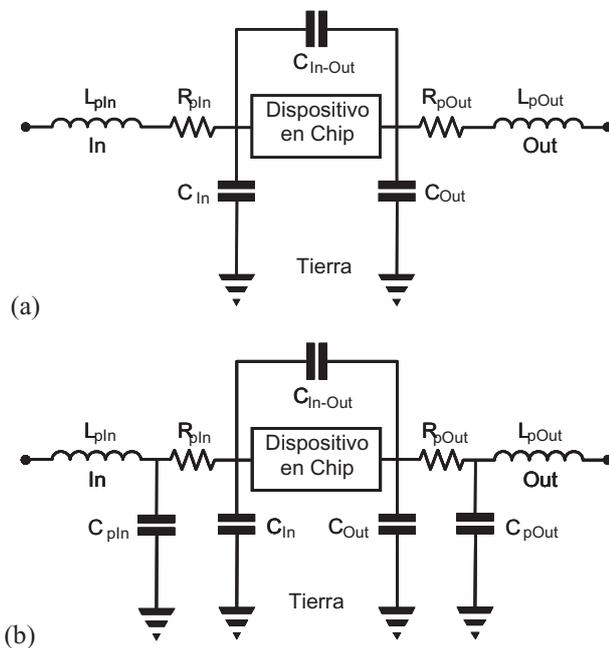


Fig. 2. (a) Modelo de capsula aproximado (7 elementos).  
(b) Modelo de capsula completo (9 elementos).

### III. EXTRACCIÓN DIRECTA DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS: EL NUEVO MÉTODO DICOMPAK

El nuevo método desarrollado en nuestro laboratorio denominado DICOMPAK ha sido usado para extraer los elementos parásitos de los encapsulados plásticos y cerámicos estudiados en este trabajo. Este método había sido probado con anterioridad en la versión de 7 elementos en diferentes dispositivos GaAs MESFET y P-HEMT con encapsulado cerámico con excelentes resultados [4-5]. Ahora la técnica ha sido generalizada a diferentes tipos de dispositivos MMIC y de redes de dos puertas, tanto con encapsulado plástico como con cápsula cerámica.

El algoritmo básico de este método ha sido fruto de anteriores trabajos [3-4], por ello se focalizará la atención sobre las novedades implementadas al mismo, en sus dos vertientes DICOMPAK-I y DICOMPAK-II.

#### A. Método DICOMPAK-I

La técnica DICOMPAK-I, consiste básicamente en comparar la matriz de parámetros de scattering del dispositivo sin encapsular o “die” con la del dispositivo encapsulado, y obtener ecuacionalmente [3] los valores de los elementos parásitos para el modelo de 7 elementos. En el caso del modelo de 9 elementos se dispone de un sistema lineal de 9 incógnitas con 8 ecuaciones, con lo cual se necesita de un proceso de optimización, para extraer los nueve elementos. Para ello se ha utilizado MATLAB junto con el algoritmo de Levenberg-Marquard en lugar del algoritmo secuencial cuadrático (Sequential Quadratic Algorithm) utilizado en [4]. Durante todo el proceso de caracterización se supone que el “die” o chip de ambos dispositivos es idéntico. Por otro lado se hace uso de la hipótesis de que los elementos parásitos propios de la cápsula no varían con el punto de polarización, puesto que usualmente se suele efectuar una extracción de los elementos parásitos de la cápsula a dos o tres puntos de polarización, para comprobar la fiabilidad de los valores obtenidos.

#### B. Método DICOMPAK-II

En el caso de la técnica DICOMPAK-II, se desconoce el valor de la matriz de Scattering del dispositivo sin encapsular, y se supone que todos los elementos parásitos son nulos en la primera iteración. Mediante un proceso de optimización basado en el algoritmo de Levenberg-Marquard (en vez del gradiente conjugado utilizado anteriormente en [3]) se determinan los valores de los elementos parásitos de la cápsula, el proceso se repite a tres puntos de polarización diferentes para determinar de una forma unívoca el valor de los mismos.

### IV. RESULTADOS Y VALIDACIÓN DE LA TÉCNICA DE EXTRACCIÓN

Para validar el modelo de cápsula desarrollado se han comparado los parámetros de Scattering del dispositivo encapsulado con los del dispositivo sin encapsular más la cápsula, obteniéndose excelentes resultados para diversos dispositivos a diferentes puntos de polarización hasta frecuencias de 26.5 GHz.

#### A. Validación para un dispositivo PHEMT CFY77-08

En la Fig. 3 se muestra una comparativa de los parámetros de scattering medidos, y modelados según el modelo de 7 y 9 elementos para el transistor PHEMT CFY77-08 del fabricante Infineon (anteriormente SIEMENS) polarizado en el punto  $V_{ds}= 2 V$ ,  $I_d= 15mA$ .

Resistances ( $\Omega$ )	Inductances (nH)	Capacitances (pF)
$R_{pIn}=3.50$	$L_{pIn}=0.610$	$C_{In}=0.125$
$R_{pOut}=5.50$	$L_{pOut}=5.45$	$C_{Out}=0.119$
-----	-----	$C_{pin}=0.115$
-----	-----	$C_{pOut}=0.132$
-----	-----	$C_{In-Out}=0.0075$

Tabla 1. Resultados de la técnica DICOMPAK-I con modelo de cápsula de 9 elementos para el transistor P-HEMT CFY77-08 de INFINEON

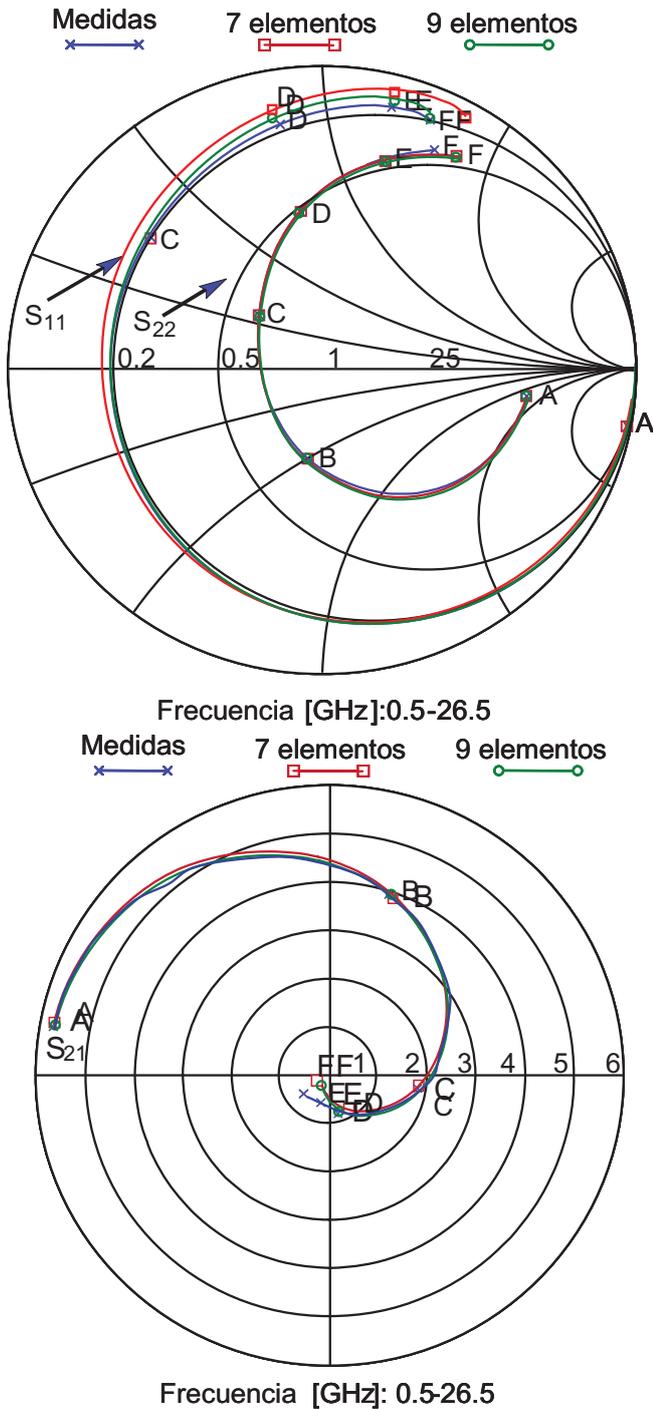


Fig. 3. Comparativa entre los parámetros de scattering medidos y modelado mediante el modelo de 7 y 9 elementos para el transistor PHEMT de INFINEON polarizado en  $V_{ds} = 2\text{ V}$ ,  $I_d = 15\text{ mA}$

**B. Validación para amplificadores MMIC de Agilent y Mini-Circuits**

En este trabajo se han efectuado medidas de diferentes tipos de amplificadores monolíticos, bien en chip, con encapsulado plástico y o con empaquetado cerámico.

En la Tabla 2 se muestra una referencia cruzada entre los diferentes modelos de amplificadores monolíticos de ambas empresas investigados. Las dos compañías utilizan el mismo chip (modelo MSA-0600 fabricado por Agilent Technologies). Los amplificadores MODAMP de la serie MSA son dispositivos monolíticos que utilizan transistores FET de 10GHz de frecuencia de transición ( $f_T$ ) y 25GHz de

máxima frecuencia de oscilación ( $f_{MAX}$ ) con tecnología basada en silicio. Esta característica suficiente para un correcto funcionamiento en las bandas L y S, que es donde habitualmente son utilizados.

Modelo Agilent	Modelo Mini Circuits	Tipo de Encapsulado	Modelo de Cápsula
MSA-0685	MAR6	Plastico	85 mil
MSA-0686	MAR-6SM	Plastico	86 mil
MSA-0611	VAM-6	Plastico	SOT 143
MSA-0670	---	Ceramico	70 mil
MSA-0600	---	Chip	Ninguno

Tabla 2. Referencia cruzada entre los diferentes modelos de amplificadores MMIC de Agilent Tecnologías y Mini-Circuits (todos ellos utilizan el chip MSA-0600 e Agilent).

Encapsulado Plástico			
Modelo	Resistencias ( $\Omega$ )	Inductancias (nH)	Capacidades (pF)
	RpIn=3.38	LpIn=0.934	CpIn=0.053
MSA-0611	RpOut=13.13	LpOut=0.731	CpOut=0.320
	-----	-----	CpIn-Out=0.264
	RpIn=5.37	LpIn=0.455	CpIn=0.221
MSA-0685	RpOut=6.52	LpOut=0.485	CpOut=0.116
	-----	-----	CpIn.Out=0.024
	RpIn=4.70	LpIn=1.059	CpIn=0.002
MSA-0686	RpOut=7.64	LpOut=1.047	CpOut=0.116
	-----	-----	CpIn-Out=0.192
	RpIn=3.46	LpIn=0.756	CpIn=0.153
VAM-6	RpOut=14.5	LpOut=0.945	CpOut=0.220
	-----	-----	CpIn-Out=0.375
	RpIn=6.25	LpIn=0.555	CpIn=0.325
MAR-6	RpOut=6.52	LpOut=0.385	CpOut=0.319
	-----	-----	CpIn.Out=0.045
	RpIn=5.75	LpIn=1.342	CpIn=0.002
MAR-6SM	RpOut=7.23	LpOut=1.152	CpOut=0.226
	-----	-----	CpIn-Out=0.256
Encapsulado Cerámico			
Modelo	Resistencias ( $\Omega$ )	Inductancias (nH)	Capacidades (pF)
	RpIn=1.78	LpIn=0.328	CpIn=0.291
MSA-0670	RpOut=1.90	LpOut=0.327	CpOut=0.113
	-----	-----	CpIn-Out=0.182

Tabla 3. Resultados de la técnica DICOMPAK-II para amplificadores monolíticos de Agilent Tecnologías y Mini-Circuits

En la Tabla 3 se muestran los resultados de aplicar las técnicas DICOMPAK-II con la topología de 7 elementos, para tres modelos diferentes de amplificadores MMIC con encapsulado plástico y uno con capsula cerámica, todos ellos polarizados de la misma forma y en el mismo punto de trabajo. Aunque como anteriormente se ha comentado que todos ellos llevan el mismo chip, como se puede observar de lo expuesto en la tabla, los elementos varían bastante de un tipo de capsula a otra lo cual tiene que ser tenido en cuenta a la hora de utilizar este tipo de componentes como bloques de ganancia. También puede observarse que con encapsulados plásticos similares, los valores de los elementos son diferentes para cada uno de los fabricantes, puesto que utilizan diferentes tipos de plástico, diferentes materiales en los pedestales que soportan el chip y diferentes procesos tecnológicos a la hora de proceder al sellado y la soldadura por “bonding” de los dispositivos. A modo de ejemplo se pueden observar para el amplificador MSA-0686 de Agilent Technologies exhibe unos elementos parásitos inferiores a su homólogo MAR-6 de Mini Circuits, de ello se puede concluir que la resistividad del hilo de bonding es inferior en el proceso usado por Agilent que en el proceso usado por Mini-Circuits.

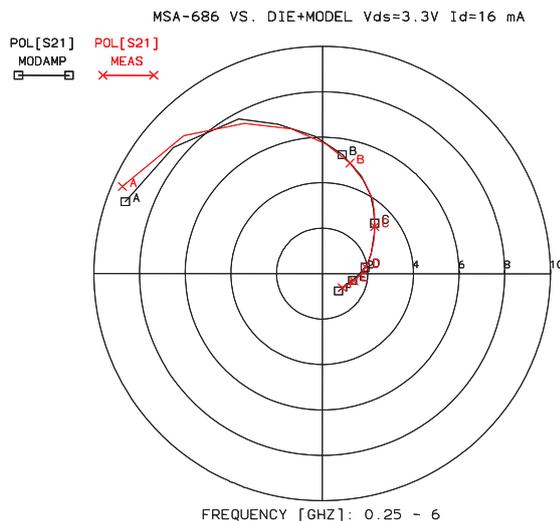


Fig. 4. Comparativa del parámetro de scattering S21 medido y modelado para amplificador MMIC MSA-0686

En la Fig. 4 se muestra una comparativa entre los datos medidos y modelados (chip mas modelo de capsula extraído) para un amplificador MSA-0686. En los demás casos estudiados se encuentra un ajuste razonable entre los valores medidos y modelados

Los modelos de capsula mostrados en la presente comunicación ofrecen un excelente comportamiento hasta los 3 GHz en términos de parámetros de scattering y figuras de mérito del amplificador, para el caso del encapsulado de menor coste, SOT-143. Para los encapsulados plásticos tipo 85/86mil los resultados obtenidos están muy cercanos a los obtenidos con el dispositivo de encapsulado cerámico (70mil) hasta los 6 GHz. De aquí puede concluir que a igualdad de chip y en un rango de frecuencias medio (6GHz) la elección de un modelo u otro queda a discreción del bolsillo del diseñador, si se está diseñando un prototipo, la diferencia de coste entre uno y otro encapsulado no es significativa, pero en cambio la cosa cambia cuando el prototipo se lleva a producción para su fabricación en serie.

Para los dispositivos HEMT de Infineon HEMT que han sido investigados, el modelo obtenido ofrece un resultado bastante bueno hasta la banda Ku.

## CONCLUSIONES

Se ha desarrollado una metodología de extracción de modelos eléctricos robusta susceptible de modelar tanto transistores, como dispositivos bipuerta encapsulados de microondas en general. Además, el modelo puede ser utilizado para modelar dispositivos tanto de cápsula plástica, como cerámica. Por otro lado, se ha extendido la técnica de extracción aumentando el número de elementos que dan cuenta del comportamiento del encapsulado en este tipo de dispositivos. Como consecuencia del presente trabajo es posible establecer que los modelos eléctricos del encapsulado funcionan razonablemente bien tanto para dispositivos con encapsulado plástico o cerámico

Aunque se pudiese pensar que el tema quede finalizado, esto no así y a continuación se mostraran 3 líneas de trabajo a seguir por nuestro grupo en el modelado de dispositivos encapsulados a frecuencias de microondas se proponen las siguientes:

- 1) Desarrollar un modelo no lineal para capsulas plásticas capaz de extender el rango de validez de los mismos, utilizando alguna de las técnicas no lineales desarrolladas en el grupo [6].
- 2) Desarrollar nuevos modelos y técnicas de extracción capaces de tener en cuenta los efectos de segundo orden como el aumento de temperatura y el nivel de humedad del encapsulado durante el funcionamiento del dispositivo.
- 3) Utilizar la presente metodología para otras familias de semiconductores como (SiGe, InP and GaN) con capsulas similares para poder generalizar los modelos presentados en la presente comunicación.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está parcialmente soportado por el Ministerio de Educación y Ciencia a través del proyecto TEC2005-07985-C03-01 y por la Unión Europea a través de la red de excelencia TARGET (IST-1-707893-NOE).

## REFERENCIAS

- [1] D. Emerson., E. Hakim, A. Govind. “Plastic-Encapsulated Microcircuit Reability & Cost-Effectiveness Study”. IEEE Transactions on Reability. Vol. 45. No. 1. March 1996. pp 19-22.
- [2] B. Brown and G. Hiller. “Circuit Models for Plastic Packaged Microwave Diodes.” 1996 MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp.1779-1782.
- [3] J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, J. Alonso, “Modelado eléctrico de dispositivos Microondas con encapsulado plástico de Bajo Coste”, Unión Científica Internacional de Radio URSI, XII Symposium Nacional, Actas Vol 1, pp 267-270, Bilbao, Septiembre de 1997.
- [4] J.M. Zamanillo, J. Sainz Ipiña, C. Pérez-Vega, M.A. Solano and A. Mediavilla, “Modelling parasitic effects of plastic encapsulated microwave devices”, Microwave Engineering Europe Magazine, pp 47-54, May 2001.
- [5] J.M. Zamanillo, T.Fernández, Y.Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. “Improved Wideband Linear Modelling of P-HEMT & GaAs MESFET Devices including Bias dependence of their elements”. Microwaves & RF, pp. 60-68, Vol 35, No.2 Feb. 1996.
- [6] T. Fernández, Y. Newport, J.M.Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón “Extracting a Bias Dependent Large Signal MESFET Model from Pulsed IV/Measurements”. IEEE Transactions on MTT vol 44, pp.372-378, March 1996.